

PAT-NO: JP407308064A
DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 07308064 A
TITLE: HIGH VOLTAGE POWER SUPPLY
PUBN-DATE: November 21, 1995

INVENTOR-INFORMATION:
NAME
IKEDA, TERUYUKI

ASSIGNEE-INFORMATION:
NAME COUNTRY
NEC CORP N/A

APPL-NO: JP06099795
APPL-DATE: May 13, 1994

INT-CL (IPC): H02M003/28, G03G015/02 , H02M007/10

ABSTRACT:

PURPOSE: To obtain charging characteristics equivalent to a conventional sine wave by controlling the generation of a DC high voltage by first and third switching means thereby producing a rectangular wave modulated by a switching frequency of the third switching means for the DC high voltage output.

CONSTITUTION: A control signal CONT-IN controlling the whole of a charge output is input to a positive high voltage control gate 103 and a negative high voltage control gate 104, and turn on/off positive and negative high voltage output +V and -V in the lump. A control signal generating section 105 outputs

CONT+, and CONT+ is input only to the high voltage control gate 103 and turns on/off the positive high voltage output +V. The positive high voltage control gate 103 outputs a gate output 111 controlled by CONT-IN and CONT+ and controls the operation of a positive high voltage block 101. The negative high voltage control gate 104 outputs a gate output 112 controlled by CONT-IN and controls the operation of a high voltage block 102.

COPYRIGHT: (C)1995,JPO

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平7-308064

(43) 公開日 平成7年(1995)11月21日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	序内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 M 3/28		W		
G 0 3 G 15/02	1 0 2			
H 0 2 M 7/10	A	9180-5H		

審査請求 有 請求項の数 3 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平6-99795

(22) 出願日 平成6年(1994)5月13日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 池田 輝幸

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

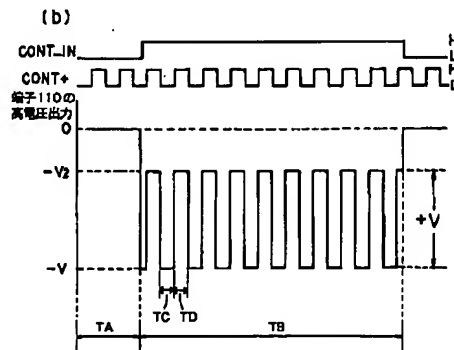
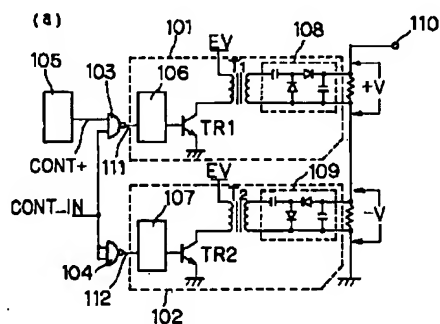
(74) 代理人 弁理士 若林 忠

(54) 【発明の名称】 高圧電源装置

(57) 【要約】

【目的】 従来装置と同様の帯電特性を保持しながら、回路を簡単にした、低価格の高圧電源装置を提供する。

【構成】 スイッチング手段と昇圧トランスと整流手段とを備える直流高電圧発生手段を有する高圧電源装置であり、第1の直流高電圧発生手段101と、第2の直流高電圧発生手段102と、第1の直流高電圧発生手段101から第1の直流高電圧+Vを発生させるための第1のスイッチング手段103と、第2の直流高電圧発生手段102から第2の直流高電圧-Vを発生させるための第2のスイッチング手段104と、第1のスイッチング手段103の動作を制御する第3のスイッチング手段105と、第1の直流高電圧+Vと第2の直流高電圧-Vとを加算する加算手段とを有する。加算手段によって加算された直流高電圧は、出力端子110から矩形波として出力される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 スイッチング手段と昇圧トランスと整流手段とを備える直流高電圧発生手段を有する高圧電源装置において、

第1の直流高電圧発生手段と、第2の直流高電圧発生手段と、前記第1の直流高電圧発生手段から第1の直流高電圧を発生させるための第1のスイッチング手段と、前記第2の直流高電圧発生手段から第2の直流高電圧を発生させるための第2のスイッチング手段と、前記第1のスイッチング手段の動作を制御する第3のスイッチング手段と、前記第1の直流高電圧と前記第2の直流高電圧とを加算する加算手段とを有することを特徴とする、高圧電源装置。

【請求項2】 前記第1のスイッチング手段と、前記第2のスイッチング手段と、前記第3のスイッチング手段とのうちの、少なくとも1つが、自励発振手段を備えることを特徴とする、請求項1に記載の高圧電源装置。

【請求項3】 前記第1のスイッチング手段と、前記第2のスイッチング手段と、前記第3のスイッチング手段とのうちの、少なくとも1つが、マイクロコンピュータからの制御信号を受ける手段を備えることを特徴とする、請求項1に記載の高圧電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は電子写真方式のプリンタおよび複写機等に用いる高圧電源装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年のレーザービームプリンタに代表されるように、電子写真方式の印刷装置は、300dpiや400dpiから、600dpi、1200dpi等へと高解像度化が要求されてきている。この種の電子写真方式の印刷装置は、感光体への帯電とレーザー光による感光体への画像の書き込み等により印刷画像が形成されるため、感光体上の帯電は均一で、環境変化にも安定でなければならない。また、レーザー光による画像の書き込みも、立ち上がり・立ち下がりが早く、短時間でエネルギーが大きい、高速のパルス光が要求されてくるものである。

【0003】上記高解像度の性能を実現すべく、感光体の帯電を均一にする1つの方法としては、箱型に囲んだ金属体に、絶縁体で一定距離に保持したワイヤー電極を持たせ、ワイヤー電極と感光体との間に5〜10kVの高電圧を印加して得るコロナ放電器による非接触での帯電があるが、コロナ放電器では、特有な臭いがあるオゾンの発生等により、オゾン防止フィルターが必要になったり、5〜10kVの高電圧を発生する高圧電源装置が必要なことから、プリンタ装置を安く作れないという欠点があった。

【0004】このため、近年の電子写真方式のプリンタでは、 $10^4 \sim 10^6 \Omega$ の中抵抗を持つ導電性材料で直

接感光体に高電圧を与える接触帯電が主流となってきており、この直接帯電によって、高圧電源装置としては1〜1.5kVの比較的低い電圧となってきている。このため高圧電源装置としては、電流も数 μA 〜数十 μA 程度に抑えることができるため、パワーは小さくなり、低価格化が可能となり、プリンタ装置全体の価格を低くすることができる最大要素となっている。

【0005】図5は、従来例の接触帯電の帯電ローラと帯電ブラシの構造を示す断面図である。接触帯電に用いる感光体との接触媒体としては、導電性媒質を含んだ図5(a)に示すような金属シャフト501と導電性スポンジ502によって $10^4 \sim 10^6 \Omega$ 程度の導電性ローラとして高電圧をかけるものや、図5(b)に示すような金属支持体503に固定された導電性ブラシ504を用いて高電圧をかけるものがある。しかし、単に直流の高電圧を加えたのでは、帯電状態が帯電ローラを構成する導電性スポンジ502の材料の表面状態や導電性ブラシ504の単位面積当たりの毛の本数に大きく左右されることになり、印刷の解像度を高めれば高めるほど、感光体の帯電ムラとして見えてきてしまうものであった。

【0006】図6は、従来例の接触帯電における帯電均一化のための高圧出力波形図である。図6に示すように、帯電電圧を、200〜500Hzの交流高電圧AC^{P-P}に−800V程度の直流バイアスV_{dc}を持たせた波形とすることで、帯電電位の変化と感光体表面の移動との相関関係によって、帯電のムラを除去し、帯電状態を均一にすることが行われるようになった。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、直流の高電圧を変調させる交流電圧AC^{P-P}の周波数は、印刷速度となる感光体表面の移動速度（回転速度）とも関係するが、200〜500Hzの低い周波数となってしまう。このため、装置本体の通常のスイッチング電源を構成するスイッチング周波数20〜50kHzとは異なり、高圧電源装置を構成する昇圧トランスの磁性材料が、飽和磁束密度の関係からフェライトコアでは実現できず、炭素鋼板を積層した鉄心コアとなってしまう。また、周波数を低くするために、トランスを形成するコイルの巻き数も増加させなければならず、コイルの巻き数の増大によってコアサイズの大きなものが必要となり、大きく、重いトランスでしか構成できなかった。さらに、トランスの一次側をドライブする回路は、簡単なスイッチング回路では実現できない。図7は、従来例の帯電均一化の回路構成ブロック図であるが、図7に示すように発振回路701の他にパワーオペアンプ702で昇圧トランス703の一次側をドライブする回路で高圧電源装置を構成しなければならないことから、電源としての価格が安くならないとの欠点を持っていた。

【0008】また、高圧電源装置全体のローコスト化として、通常は、帯電出力を分岐して、現像バイアスの電

圧や転写等の補助電位も生成する。しかし、昇圧トランス703の出力は周波数が低いので、直流バイアス生成回路704や現像等の、他の出力用の補助出力の整流平滑回路705では、整流ダイオードの後に平滑用のコンデンサとして大きな容量のコンデンサCが必要になり、高耐圧を必要とすることから小さな容量のコンデンサを複数個並列に接続する等、部品点数が増えてしまうという問題点があった。

【0009】さらに、コンデンサCの容量が大きくなると、開口部に高圧出力端子が出てしまうような装置では、平滑回路の容量が放電時間を左右させてしまい、安全面における設計も難しくなるという問題点があった。

【0010】このような点に鑑み本発明は、従来装置と同様の帯電特性を保持しながら、回路を簡単にした、低価格の高圧電源装置を提供することを目的とする。

【0011】

【課題を解決するための手段】本発明の高圧電源装置は、スイッチング手段と昇圧トランスと整流手段とを備える直流高電圧発生手段を有する高圧電源装置であり、第1の直流高電圧発生手段と、第2の直流高電圧発生手段と、前記第1の直流高電圧発生手段から第1の直流高電圧を発生させるための第1のスイッチング手段と、前記第2の直流高電圧発生手段から第2の直流高電圧を発生させるための第2のスイッチング手段と、前記第1のスイッチング手段の動作を制御する第3のスイッチング手段と、前記第1の直流高電圧と前記第2の直流高電圧とを加算する加算手段とを有する。

【0012】上記本発明の高圧電源装置は、前記第1のスイッチング手段と、前記第2のスイッチング手段と、前記第3のスイッチング手段とのうちの、少なくとも1つが、自励発振手段を備えることができる。

【0013】上記本発明の高圧電源装置は、前記第1のスイッチング手段と、前記第2のスイッチング手段と、前記第3のスイッチング手段とのうちの、少なくとも1つが、マイクロコンピュータからの制御信号を受ける手段を備えることができる。

【0014】

【作用】

(1) 第1の直流高電圧発生手段を第1のスイッチング手段と第3のスイッチング手段とで制御するので、第1の直流高電圧出力は、第3のスイッチング手段のスイッチング周波数によって変調のかかった矩形波となり、従来のサイン波と等価な帯電特性が得られる。

【0015】(2) 第2の直流高電圧発生手段を第2のスイッチング手段で制御するので、第2の直流高電圧発生手段は常に動作し、第2の直流高電圧出力は直流電圧であり、補助出力回路を簡単にすることができる。

【0016】(3) 第1ないし第3のスイッチング手段の少なくとも1つをマイクロコンピュータからの制御信号を受ける手段で実現するので、第1ないし第3のスイ

ッチング手段の回路を簡単にすることができる。

【0017】

【実施例】本発明の実施例について、図面を参照して詳細に説明する。図1は、本発明の第1の実施例の高圧電源装置の構成および動作を示す図である。図1(a)は回路構成ブロック図であり、図1(b)は制御信号と高圧出力電圧変化を示す動作電圧波形図である。

【0018】図1(a)の構成を説明する。正の高圧ブロック101は正の高電圧出力+Vを生成する。負の高圧ブロック102は負の高電圧出力-Vを生成する。帯電出力全体を制御する制御信号CONT_INは、正の高圧制御ゲート103および負の高圧制御ゲート104に入力し、正の高電圧出力+Vおよび負の高電圧出力-Vを一括でオン・オフする。制御信号発生部105はCONT+を出力し、CONT+は正の高圧制御ゲート103のみに入力し、正の高電圧出力+Vをオン・オフする。正の高圧制御ゲート103は、CONT_INおよびCONT+によって制御されたゲート出力111を出力して、正の高圧ブロック101の動作を制御する。負の高圧制御ゲート104は、CONT_INによって制御されたゲート出力112を出力して、負の高圧ブロック102の動作を制御する。

【0019】第1の実施例ではCONT+を正の高圧制御ゲート103に入力して、正の高圧ブロック101の動作を制御しているが、CONT+を負の高圧制御ゲート104に入力して、負の高圧ブロック102の動作を制御しても良い。

【0020】正の高圧ブロック101の内部は、通常のDC/DCコンバータとなっており、一次側電源電圧EVからの電流を正の昇圧トランスT1の一次側を通して流すためのドライブトランジスタTR1と発振回路106とを有している。また、正の昇圧トランスT1の二次側には、正の高電圧出力+Vを得る整流平滑回路108を有している。負の高圧ブロック102の内部も、正の高圧ブロック101と同様に通常のDC/DCコンバータとなっており、一次側電源電圧EVからの電流を負の昇圧トランスT2の一次側を通して流すためのドライブトランジスタTR2と発振回路107とを有している。また、昇圧トランスT2の二次側には、負の高電圧出力-Vを得る整流平滑回路109を有している。これらの高電圧出力+Vと-Vとが直列となるように接続され出力端子110に出力されている。

【0021】図1(a)の動作を説明する。正の高圧ブロック101において、発振回路106は、制御信号用のゲート出力111がローレベル(以下、Lレベルと記述する)となったときに発振動作を行うようになっており、発振動作によって正の昇圧トランスT1の一次側にスイッチング電流が流れ、正の高電圧出力+Vが出力される。ところが、正の発振回路106側には、正の高圧制御ゲート103を介して、CONT_INとCONT

+とが印加されるため、図1(b)に示すように、正の高電圧出力+Vは、間欠状態で出力されることになる。

【0022】図1(b)は、出力端子110の電圧の時間変化を示したもので、正の高電圧出力+Vが負の高電圧出力-Vより小さい電圧である場合を示している。まず、CONT_INがLレベルの期間TAにおいては、制御信号用の正の高圧制御ゲート103および負の高圧制御ゲート104のゲート出力111および112がともにハイレベル（以下、Hレベルと記述する）となるため、発振回路106および107は動作せず、出力端子110の電圧は0Vとなっている。

【0023】次に、CONT_INがHレベルの期間TBにおいては、発振回路107が動作するため、負の高電圧出力-Vが出力される。

【0024】このとき、CONT+がLレベルの期間TCにおいては、発振回路106が動作しないので正の高電圧が発生せず、出力電圧は負の高電圧出力-Vのみとなる。また、CONT+がHレベルの期間TDにおいては、発振回路106が動作するので正の高電圧出力+Vが発生し、出力電圧は負の高電圧出力-Vに正の出力電圧出力+Vが加算され、合成電圧-V₂（-V₂=（-V）+（+V））となる。

【0025】このように、第1の実施例の高圧電源装置においては、正の高電圧出力+Vを発生する正の高圧ブロック101と負の高電圧出力-Vを発生する負の高圧ブロック102を有し、かつ、これら高圧ブロック101および102は周波数が20～50kHzのスイッチング電源として構成できるため、昇圧トランスT1およびT2には、小型のフェライトコアを使用でき、トランス部分が2ブロックとなっても重量は鉄心コアを用いた従来構造より格段に軽く、またコイルの巻き数も少なくすむため、実装面積も広く必要としない。さらに、トランスの一次側をドライブさせる回路も単にスイッチング回路となっておれば良く、1つのスイッチングトランジスタと1つの発振回路とで構成されるRCC方式のような、一般的なスイッチング電源の回路で実現でき、従来のようにパワーオペアンプを用いる必要がなくなる。

【0026】上記の構成によって、出力端子110から出力される電圧は、制御信号発生部105で発生される周波数によって変調のかかった高電圧出力波形となり、従来のACトランスによる出力電圧と等価な出力となる。出力波形はサイン波ではなく矩形波となるが、均一な帯電は帯電電位の変化によってなされるので、帯電特性としては従来のサイン波と等価になる。

【0027】なお、第1の実施例では、トランスの一次側のスイッチング回路をドライブトランジスタと発振回路で構成しているが、トランスの巻き線に帰還用の補助巻き線を加えることによって、ドライブトランジスタ自体が発振回路となる一般的なRCC回路を容易に実現で

きる。

【0028】図2は、本発明の第2の実施例の高圧電源装置の回路構成ブロック図であり、正の高電圧出力+Vをオン・オフする制御信号をマイクロコンピュータで発生するようにした場合を示す。正の高電圧出力+Vを発生する正の高圧ブロック101と負の高電圧出力-Vを発生する負の高圧ブロック102は、図1(a)と同様の構成であり、正の高圧ブロックをオン・オフする制御信号CONT+をマイクロコンピュータ201によって与えている。これは、正の高電圧をオン・オフする周期が2～5msec（500～200Hz）となるため、マイクロコンピュータでも十分に発生可能な周期となるからである。

【0029】第2の実施例においては、正の高電圧出力+Vをオン・オフさせる制御信号発生部105が不要となり、マイクロコンピュータ201が追加された構成となるが、マイクロコンピュータは、プリンタのエンジン部を制御するマイクロコンピュータの一部に取り込めるので、実際には制御信号発生部105がない分だけ回路は簡単になる。

【0030】図3は、本発明の第3の実施例の高圧電源装置の回路構成ブロック図であり、スイッチング信号をマイクロコンピュータで生成する場合を示す。図3に示すように正の高電圧を発生するドライブトランジスタ301と負の高電圧を発生するドライブトランジスタ302に接続するスイッチング信号303および304をマイクロコンピュータ305内にあるPWM発生部306および307からの信号で与え、正の高電圧を発生させる側のPWM1の動作をプログラムによって2～5msecの周期でコントロールしても、高圧電源装置としての回路はより簡単になる。

【0031】図4は、本発明の第4の実施例の高圧電源装置の回路構成ブロック図であり、帯電出力を分岐して現像バイアス等の補助電位を生成する場合の出力電圧取り出し状態を示す。図4に示すように、平滑用コンデンサは、スイッチング周波数が高いので、容量を小さくすることができる。また、帯電出力の他に補助出力端子401から現像バイアス等の補助電位出力を得る場合にも、負の高圧ブロック102は常に動作しており、負の高電圧出力-Vは直流であるため、補助出力端子401の部分にはコンデンサCは不要となり、部品点数が増えるようなこともなく、開口部による出力端子の電圧も急速に放電してしまい、安全上の問題がない。

【0032】

【発明の効果】以上の説明で明らかなように、本発明の高圧電源装置は以下に示す効果を有する。

【0033】(1)第1の直流高電圧発生手段を第1のスイッチング手段と第3のスイッチング手段とで制御することによって、第1の直流高電圧出力は、第3のスイッチング手段で発生されるスイッチング周波数によって

変調のかかった高電圧出力波形となり、従来のACトランスによる出力電圧と等価な出力となる。このときの出力波形はサイン波ではなく矩形波となるが、均一な帯電は帯電電位の変化によってなされるので、帯電特性は従来のサイン波と等価になり、従来の高圧電源装置と同様の帯電特性が得られるという効果を有する。

【0034】第1の実施例に示すように、正の高電圧出力を発生する正の高圧ブロックと負の高電圧出力を発生する負の高圧ブロックとを有し、かつ、これら高圧ブロックは、周波数が20～50kHzのスイッチング電源として構成することによって、2つの昇圧トランスには小型のフェライトコアを使用でき、トランス部分が2ブロックとなっても重量は鉄心コアを用いた従来構造より格段に軽く、コイルの巻き数も少なくすむため、実装面積も広く必要としない。また、トランスの一次側をドライブさせる回路も単にスイッチング回路となっておれば良く、1つのスイッチングトランジスタと1つの発振回路とで構成されるRCC方式のような、一般的なスイッチング電源の回路で実現でき、従来のようにパワーオペアンプを用いる必要がなくなる。このため回路が簡単になり、低価格の高圧電源装置を実現することができるという効果を有する。

【0035】(2)第1ないし第3のスイッチング手段の少なくとも1つをマイクロコンピュータからの制御信号を受ける手段で実現することによって、第1ないし第3のスイッチング手段の回路を簡単にすることができるという効果を有する。

【0036】第2の実施例に示すように、正の高電圧出力をオン・オフさせる制御信号発生部が不要となり、マイクロコンピュータが追加された構成となるが、マイクロコンピュータは、プリンタのエンジン部を制御するマイクロコンピュータの一部に取り込めることによって、実際には制御信号発生部がない分だけ回路は簡単になり、低価格の高圧電源装置を実現することができるという効果を有する。

【0037】また、第3の実施例に示すように、第1の実施例の制御信号発生部から発振回路までに相当する部分をマイクロコンピュータ内のPWM発生部で実現してスイッチング信号を生成し、第1の実施例のCONT+に相当する信号をマイクロコンピュータのプログラムで実現することによっても、回路が簡単になり、第2の実施例と同様、低価格の高圧電源装置を実現することができるという効果を有する。

【0038】(3)第2の直流高電圧発生手段を第2のスイッチング手段で制御することによって、第2の直流高電圧発生手段は常に動作し、第2の直流高電圧出力は直流電圧であり、補助出力回路を簡単にすることができるという効果を有する。

【0039】第4の実施例に示すように、正の高電圧出力回路と負の高電圧出力回路の平滑用コンデンサは、ス

イッチング周波数が高いので、大きな容量は不要である。また、帯電出力を分岐して補助出力端子から現像バイアス等の補助出力を得る場合でも、負の高圧ブロックは常に動作しており、負の高電圧出力は直流であるため、補助出力回路にはコンデンサは不要となる。したがって、補助出力回路のための実装スペースも小さくなり、また開口部に高圧出力端子が出るような場合にも、平滑回路のコンデンサの容量が小さいため、電圧は急速に放電されてしまい、安全面の設計が容易になるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例の高圧電源装置の構成および動作を示す図

【図2】本発明の第2の実施例の高圧電源装置の回路構成ブロック図

【図3】本発明の第3の実施例の高圧電源装置の回路構成ブロック図

【図4】本発明の第4の実施例の高圧電源装置の回路構成ブロック図

【図5】従来例の接触帯電の帯電ローラと帯電ブラシの構造を示す断面図

【図6】従来例の接触帯電における帯電均一化のための高圧出力波形図

【図7】従来例の帯電均一化の回路構成ブロック図

【符号の説明】

101	正の高圧ブロック
102	負の高圧ブロック
103	正の高圧制御ゲート
104	負の高圧制御ゲート
105	制御信号発生部
106、107	発振回路
108、109	整流平滑回路
110	出力端子
111、112	ゲート出力
201	マイクロコンピュータ
301、302	ドライブトランジスタ
303、304	スイッチング信号
305	マイクロコンピュータ
306、307	PWM発生部
401	補助出力端子
501	金属シャフト
502	導電性スポンジ
503	金属支持体
504	導電性ブラシ
701	発振回路
702	パワーオペアンプ
703	昇圧トランス
704	直流バイアス生成回路
705	補助出力の整流平滑回路
CONT+	制御信号発生部105の出力信号

9

CONT_IN 帯電出力全体を制御する制御信号

EV 一次側電源電圧

T1 正の昇圧トランス

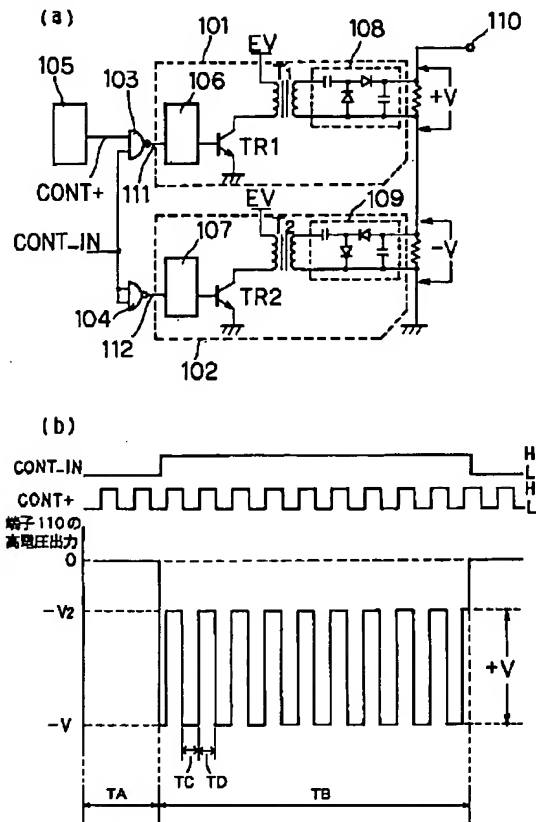
T2 負の昇圧トランス

TA CONT_INがLレベルの期間

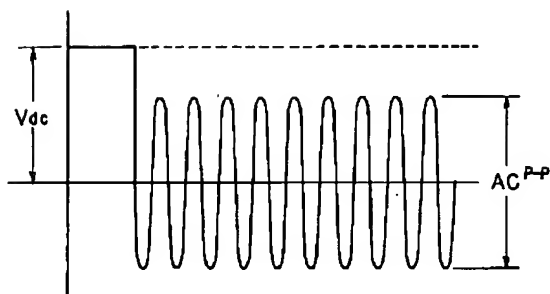
TB CONT_INがHレベルの期間

TC CONT+がLレベルの期間

【図1】



【図6】



10

TD CONT+がHレベルの期間

TR1、TR2 ドライブトランジスタ

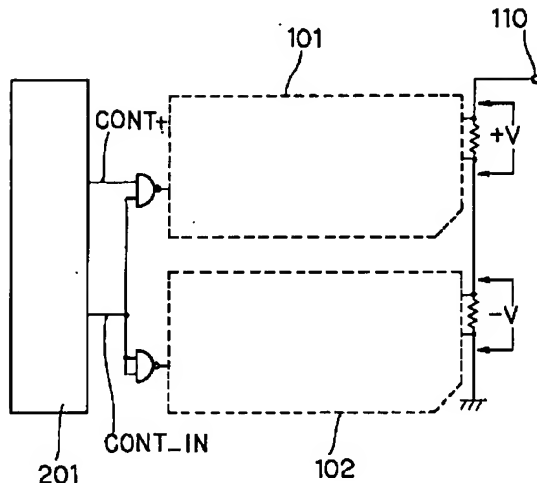
+V 正の高電圧出力

-V 負の高電圧出力

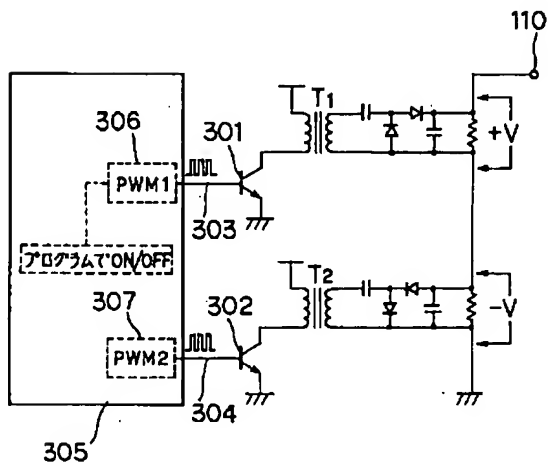
-V₂ -Vに+Vが加算されたときの出力

電圧

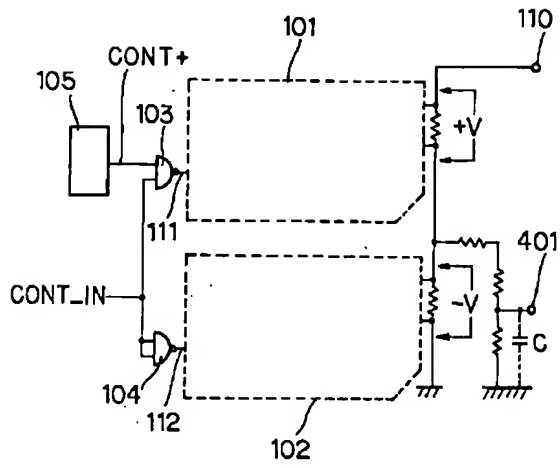
【図2】



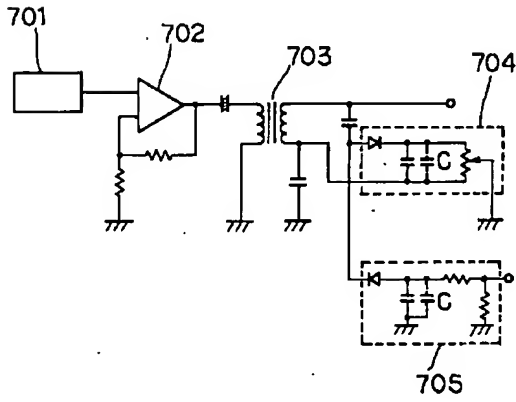
【図3】



【図4】



【図7】



【図5】

